



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 61234131 A

(43) Date of publication of application: 18.10.86

(51) Int. Cl

H04B 3/23

(21) Application number: 60074840

(71) Applicant: NEC CORP

(22) Date of filing: 09.04.85

(72) Inventor: KANEMASA AKIRA
SUGIYAMA AKIHIKO

(54) ECHO REMOVING DEVICE

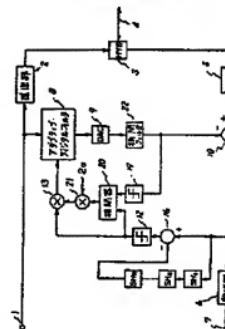
(57) Abstract:

PURPOSE: To provide an echo removing method which requires a smaller scale of hardware and shorter converging time, by avoiding that the provability of the receiving signal of an adaptive filter becoming zero and changing the step size adaptively.

CONSTITUTION: A binary-coded data sequence supplied to an input terminal 1 is fed to a transmitting section 2 and adaptive digital filter 8 and a produced false echo is inputted in a subtractor 10 through an interpolation filter 22 after it is converted into an analog signal by means of a DA converter 9. A difference signal which is the output of the subtractor 10 is delayed by T seconds until it becomes outputs of R pieces of cascade-connected sample holding circuits SH_1, SH_2, \dots, SH_R , namely, until it becomes the output of the sample holding circuit SH_R and supplied to another subtractor 16 at every T/R seconds. The provability of the polarity of the current remaining echo being outputted accurately by means of polarity detector 12 which inputs the output signal of the subtractor 16 becomes a positive value other than zero. The correlated value of the outputs of the polarity detector 12 and another polarity detector 19 is calculated by a

correlator 20 and used as a step size after 2α times of scaling is performed by means of a multiplier 21.

COPYRIGHT: (C)1986,JPO&Japio



⑫ 公開特許公報 (A) 昭61-234131

⑬ Int.Cl.⁴
H 04 B 3/23識別記号 庁内整理番号
7323-5K

⑭ 公開 昭和61年(1986)10月18日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全12頁)

⑮ 発明の名称 エコー除去装置

⑯ 特 願 昭60-74840
⑰ 出 願 昭60(1985)4月9日

⑱ 発明者 金政晃 東京都港区芝5丁目33番1号 日本電気株式会社内

⑲ 発明者 杉山昭彦 東京都港区芝5丁目33番1号 日本電気株式会社内

⑳ 出願人 日本電気株式会社 東京都港区芝5丁目33番1号

㉑ 代理人 井理士内原晋

明細書

1. 発明の名称 エコー除去装置

2. 特許請求の範囲

2級/4級変換回路の4級側にて送信回路より受信回路へ流れ込むエコーを除去する際に、送信データ及び誤差信号を受け適応的にエコーレプリカを生成するためのアダプティブ・フィルタと、該エコーと受信信号が混在した混在信号と該エコーレプリカとの差を得るための減算器と、該減算器の出力を標準化し保持するための統括接続された複数個のサンプル・ホールド回路と、該減算器の出力と該統括接続されたサンプル・ホールド回路の出力との差又は和を得るための演算器と、該演算器の出力の極性を判定するための第1の極性検出器と、該エコーレプリカの極性を判定するための第2の極性検出器と、該第1の極性検出器の出力と該第2の極性検出器の出力との相関を得るための相関器と、該相関器の出力を定数倍するた

めの重み付け回路とを少なくとも具備し、該重み付け回路の出力に該第1の極性検出器の出力を極性として付与して得た該誤差信号を該アダプティブ・フィルタに帰還するように構成したことを特徴とするエコー除去装置。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は、2線双方向ディジタル伝送を実現するためのエコー除去装置に関する。

(従来技術の問題点)

ペア線を用いて2線双方向ディジタル伝送を実現するための公知の技術としてエコーキャンセラが知られている(アイイーイーイー・トランザクションズ・オン・アースティクス・スピーチ・アンド・シグナル・プロセッシング(IEEE TRANSACTIONS ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING)27巻6号, 1979年, 768~781ページ)。エコーキャンセラは、エコーのインパルス応答の長さ分のタップ係数を持

つ適応型(アダプティブ)フィルタを用いて送出データ系列に対応した擬似エコー(エコーレプリカ)を生成することにより、2級/4級変換回路にて送信回路から受信回路に漏れ込むエコーを抑制するように動作する。この時、適応フィルタの各タップ係数は、エコーと受信信号が混在した混在信号からエコーレプリカを差引いた差信号と送出データとの相関をとることにより逐次修正される。このような適応フィルタの係数修正即ち、エコーリキシングセラの収束アルゴリズムについては前記参考文献に記載されており、その代表的なものとして、ストキャーステック・イタレーション・アルゴリズム(*stochastic iteration algorithm*)
(*sign algorithm*)とサイン・アルゴリズムが知られている。

2級双方向デジタル伝送を実現するには、LSI化が必要であり、最近著しい技術進歩を上げているデジタル・デバイス技術を適用できる方式が望ましい。この時、前述の適応型フィルタとしてデジタルフィルタを用いて構成しようとすると、アナログ/デジタル(A/D)コンバ

ータ及びデジタル/アナログ(D/A)コンバータが必要となる。このうちD/Aコンバータの所要ビット数はシステムの要求条件から定まり、例えば公衆通信網の加入者線への応用では、12ビット程度必要とされる。一方、A/Dコンバータの所要ビット数は、システム条件のみならず、前述のエコーリキシングセラの収束アルゴリズムにも依存する。例えば、公衆通信網の加入者線に応用する場合、ストキャーステック・イタレーション・アルゴリズムを採用すると8ビット程度必要であるのに対し、サイン・アルゴリズムでは1ビットですむという特徴がある。ところが、サイン・アルゴリズムでは、前述の差信号の極性により、適応フィルタのタップ係数の修正を行なうため、差信号中に含まれている残留エコーの極性と差信号の極性とが一致しなくなると、適応動作が不可能になるという問題が生じる。例えば、伝送路符号としてペイフィーブ符号のような2値符号を使用した場合、受信信号の存在により、残留エコー(エコーとエコーレプリカとの差)レベルが受信

信号レベルと同等程度になると前述の問題が発生する。そこで、この問題を解決するための従来技術について次に述べる。

第5図は、サイン・アルゴリズムを採用した場合のエコーリキシングセラの従来例を示したものである。ここで第5図の回路は、2級伝送路4を介して対向で接続されているものとする。加入者ケーブルを対象とすれば、一方は局側に、他方は加入者側に設置される。ここでは説明を簡単にするために、ベースバンド伝送を仮定し、第5図を加入者側回路として説明する。

第5図において、入力端子1には2値データ系列が供給され送信部2及びアダプティブ・デジタルフィルタ8に入力される。送信部2にて、2値データ系列は伝送路符号に変換された後、ハイブリッド・トランス(H Y B)3を介して2級伝送路4に送出される。一方、送信部2にて発生された送信信号の一部はエコー成分としてハイブリッド・トランス3の出力に現われローパス・フィルタ(L P F)5に供給される。また、第5図の

回路に對向した相手側(今後説明では局側となる)から送出された受信信号は、2級伝送路4及びハイブリッド・トランス3を介してローパス・フィルタ5に供給される。従って、ローパス・フィルタ5の出力は、受信信号とエコーが混在した混在信号となる。なおローパス・フィルタ5の役割は、所望の信号帯域以外の周波数成分を抑圧することである。ローパス・フィルタ5の出力は減算器10に供給される。ここで、アダプティブ・デジタルフィルタ8、D/Aコンバータ(D A C)9、減算器10、加算器11、極性判定回路12及び乗算器13から成る閉ループ回路は、ローパス・フィルタ5の出力である混在信号中のエコーを除去するように動作する。これは、アダプティブ・デジタルフィルタ8がエコーレプリカを生成することにより実現される。そこでアダプティブ・デジタルフィルタ8について詳細に説明する。

第6図は、第5図のアダプティブ・デジタルフィルタ8の詳細ブロックを示したものである。第6図における入力信号105及び106はそれ

それ第5図の入力端子1から供給された2値データ系列(+1または-1の値をとる)及び乗算器13の出力に対応している。また、第6図における出力信号107は第5図のアダプティブ・ディジタルフィルタ8の出力信号に対応している。2値データ系列105は、遅延素子1001、乗算器101s、1011、…、101k-1及び係数発生器A0、A1、…、AR-1に供給される。T秒の遅延を与える遅延素子1001、1002、…、100N/R-1は、この順に接続されており、各々フィラップロップで実現することができる。ここでN及びRは正整数であり、RはNの約数とする。また2値データ系列105のデータレートは1/Tビット/秒である。遅延素子100i(i=1, 2, …, N/R-1)の出力はそれぞれ、乗算器101j、101j+1、…、101j+R-1及び係数発生器Aj、Aj+1、…、Aj+R-1に供給される。但し、j=i×Rである。乗算器101k、101k+R、…、101k+N-R(k=0, 1, …, R-1)では、それぞれ係数発生器Ak、Ak+R、…、Ak+N-Rの出力である各係数と入力データが掛けられた後、

第7図は第6図の係数発生器A_δ(δ=0, 1, …, N-1)の詳細ブロック図を示したものである。第7図の入力信号200は、第6図における2値データ系列105又は遅延素子1001, 1002, …, 100N/R-1の出力信号に対応している。また、第7図の入力信号201は、第6図におけるスイッチ104の接点出力に対応している。さらに、第7図の出力信号203は、第6図における係数発生器A_δの出力に対応している。第7図において入力信号200及び201は乗算器204に供給されその乗算結果は加算器205の一方の入力となる。加算器205の出力はT秒の遅延素子206を介して帰還されており、T秒毎に行なわれる係数の更新は、乗算器204に供給されている入力信号200及び201の相関値を1サンプル前の係数値に加えることにより実現される。出力信号203が係数である。

以上第6図及び第7図を参照して説明した第5図のアダプティブ・ディジタルフィルタ8により発生されたエコーレプリカは、D/Aコンバータ

各乗算結果は、すべて加算器102kに入力され加算される。B個の加算器102s, 1021, …, 102R-1の出力はスイッチ103の入力接点となる。スイッチ103はT秒を周期とする多接点スイッチであり、B個の加算器102s, 1021, …, 102R-1の出力をこの順にT/R秒毎に選択して出力し、出力信号107となる。出力信号107はエコーレプリカであり、T/R秒毎にエコーレプリカが発生される。Rは補間定数(インターポレーション・ファクタ)と呼ばれ、所要の信号帯域内でエコーを除去するために通常Rは2以上の整数となる。一方、スイッチ103と同期して動作するスイッチ104は、スイッチ103と入出力が逆転している。即ちスイッチ104は、入力信号106をT/R秒毎にR個の接点に順番に分配する機能を果す。スイッチ104の各接点出力は、同期して動作するスイッチ105に対応した接点に入力される信号経路に存在する係数発生器に供給されている。次に係数発生回路について詳細に説明する。

9に供給され、ディジタル信号からアナログ信号に変換されて減算器10の一方の入力となる。減算器10では、ローパスフィルタ5の出力信号である混在信号(=(エコー)+(受信信号))からエコーレプリカを差引いた差信号(=(残留エコー)+(受信信号))。但し(残留エコー)=(エコー)-(エコーレプリカ))が得られ、受信部6、加算器11及び振幅制御回路14に供給される。受信部6では、クロックの抽出、受信信号の復調などが行なわれ、識別されたデータは出力端子7に現われる。振幅制御回路14は、ランダム信号発生器15にて発生されたランダム信号の最大振幅値を、減算器10の出力である差信号の振幅又は電力を参照して制御するという機能を果す。振幅制御回路14にて制御された最大振幅をもつランダム信号は加算器11の一方の入力となる。減算器10の出力である差信号と、振幅制御回路14の出力である振幅制限を受けたランダム信号は加算器11にて加算された後、極性検出器12にてその極性のみ検出される。さらに、極

性検出器12の出力は乗算器13にて2^α(αは正数)倍された後、誤差信号としてアダブティップ・ディジタルフィルタ8に供給される。第6図の入力信号100が誤差信号に対応している。ここで前述のアダブティップ・ディジタルフィルタ8が適応動作を行なうためには極性検出器12にて、残留エコーの極性を正しく検出することが必要となる。ところが減算器10の出力である差信号の中には、受信信号が含まれているから、第5図において、減算器10の出力を直接極性検出器12に入力したと仮定すると、残留エコーレベルが受信信号レベルと同等程度になると、極性検出器12の出力では残留エコーの極性が正確に得られなくなってしまう。従って、アダブティップ・ディジタルフィルタ8の適応能力が失なわれることになる。そこで、従来は、第5図に示したように加算器11振幅制御回路14及びランダム信号発生器15を付加して、減算器10の出力信号である差信号に受信信号レベルと同等程度のランダム信号を加えることによりアダブティップ・ディジタルフィルタ

8の適応動作を保証するという方法が用いられていた。この方法は、受信信号と同等レベルのランダム信号を差信号に加えることにより、受信信号をキャンセルする確率を発生させる。この確率は極性検出器12にて、残留エコーの極性が正しく得られる確率となるからアダブティップ・ディジタルフィルタ8の適応動作が保証されることになる。

ところが、第5図に示した従来の方法では、ランダム信号の発生が必要となると共に、所望のエコー抑圧度を得るために、差信号に加えるべきランダム信号の最大値を受信信号レベルと同程度に保つという複雑な制御を必要としハードウェア規模が大きくなるという欠点があった。また、誤差信号の極性を用いてタップ係数の更新を行っているため、サイン・アルゴリズムを採用した従来の方法では収束時間が長いという欠点があった。

(発明の目的)

そこで本発明の目的は、収束時間が短いエコー除去の方法を提供することにある。

(発明の構成)

本発明は、2種/4種変換回路の4種側にて送信回路より受信回路へ漏れ込むエコーを除去する際に、送信データ及び誤差信号を受け適応的にエコーレプリカを生成するためのアダブティップ・フィルタと、該エコーと受信信号が混在した混在信号と該エコーレプリカとの差を得ための減算器と、該減算器の出力を標本化し保持するための標本接続された複数個のサンプル・ホールド回路と、該減算器の出力と該系統接続されたサンプル・ホールド回路の出力との差又は和を得ための演算器と、該演算器の出力の極性を判定するための第1の極性検出器と、該エコーレプリカの極性を判定するための第2の極性検出器と、該第1の極性検出器の出力と該第2の極性検出器の出力との相間を得るための相関器と、該相関器の出力を定数倍するための重み付け回路とを少なくとも具備し、該重み付け回路の出力に該第1の極性検出器の出

力を極性として付与して得た該誤差信号を該アダブティップ・フィルタに帰還するように構成したことを特徴とする。

(発明の原理)

本発明の第1のポイントはアダブティップ・フィルタの適応能力に妨害を与える受信信号に関し受信信号がキャンセルされる確率が零にならないようにした点である。2種符号系を含む伝送路符号の受信アイバーンの特性によれば、現在の値と、 $i \cdot T$ 秒(i は正整数)前の値がほぼ同一の値又は逆極性で各々の絶対値がほぼ同一の値となる確率の最小値は零でないある正の値をとる。従って差信号($=[\text{残留エコー}] + [\text{受信信号}]$)について、現在の値と $i \cdot T$ 秒前の値の差又は和をとることにより、受信信号成分は零でないある正の値の確率でキャンセルされることになる。それ故、その差又は和の極性を検出すれば、残留エコー、符号が零でないある正の値の確率で検出できるから、アダブティップ・フィルタの適応動作が保証される。

本発明の第2のポイントはアダプティブ・フィルタのタップ係数の更新の際、ステップサイズを適応的に変化させるという点にある。本発明では残差エコーが大きい場合には擬似エコーの極性と残差エコーの極性とが強い相関をもつて対し、残差エコーが小さい場合には両者は相関をもたないという点に注目し、前記相関値に依存して、ステップ・サイズを適応的に変化させる。それ故、収束時間を従来に比べて大幅に短縮することが可能となる。

(実施例)

次に図面を参照して本発明について詳細に説明する。

第1図は、本発明の一実施例を示すブロック図である。同図において、第5図と同一の参照番号を付与された機能ブロックは第5図と同一の機能をもつものとする。第1図と第5図の相異点は、減算器16、サンプル・ホールド回路SH₁、SH₂、…、SH₈の継続接続から成る回路と、補間フィルタ22の有/無と、極性検出器19、相関器20

及び乗算器21から成る回路の3点であり、その他の構成は第5図と全く同一である。これらの相異点について説明する前に金体の構成について簡単に述べる。入力端子1に供給された2値データ系列は、送信部2及びアダプティブ・ディジタルフィルタ8に供給される。送信部2にて2値データ系列は伝送階符号に変換された後、ハイブリッド・トランジス3を介して2段伝送路4へ送出される。ここに、ハイブリッド・トランジス3のインピーダンス不整合に起因して、送信部2の出力が受信回路へエコーとして漏れ込みローベース・フィルタ5に供給される。一方、受信信号も伝送路4及びハイブリッド・トランジス3を介してローベース・フィルタ5に供給される。ローベース・フィルタ5にて不要な高周波成分を抑圧された混在信号(=[エコー]+[受信信号])は減算器10に供給される。そこで、アダプティブ・ディジタルフィルタ8にて生成された擬似エコー(エコーレプリカ)は、D/Aコンバータ9によりアナログ信号に変換された後、補間フィルタ22を介して減算

器10に入力される。従って、減算器10の出力である差信号(=[混在信号]-[エコーレプリカ])=[エコー]+[受信信号]-[エコーレプリカ])の成分のうち、残差エコー(=[エコー]-[エコーレプリカ])が受信信号に比べて十分小さくなれば、受信信号は受信部6にて正確に復調され、出力端子7には受信された2値データ系列が現われる。なお、補間フィルタ22は、D/Aコンバータ9の出力に含まれている高調波成分を抑圧する機能を有するのである。ここで、アダプティブ・ディジタルフィルタ8、D/Aコンバータ9、補間フィルタ22、減算器10、減算器16、極性検出器12及び乗算器13から成る閉ループ回路は、アダプティブ・ディジタルフィルタ8の適応動作を実現するものである。アダプティブ・ディジタルフィルタ8の構成については、第5図の從来例で説明したものと同様に、第6図及び第7図の構成と同一で良い。極性検出器12の出力は乗算器13にて、乗算器21の出力と掛けられ誤差信号としてアダプティブ・ディジタルフィル

タ8に供給される。次に極性検出器12の出力と、減算器10の出力である差信号中の残差エコー成分の極性との関係について詳細に説明するが、その前に伝送階符号について述べる。

第2図は、2種符号の代表例を示したものであり同(a)はバイフィーズ符号を、(b)はM8K(ミニマム・シフト・キーイング)符号のペルス波形をそれぞれ示す。第2図(a)に示したように、バイフィーズ符号では"0"及び"1"のデータに対し極性の反転したペルス波形を割当てる。両者のペルスは共に、1ビット幅T秒の中心で極性が反転しており、1ビット内で正負がバランスしているという特徴をもっている。これに対し、第2図(b)に示したようにM8K符号では4種類のペルス波形を用意する。即ち"0"及び"1"のデータに対しそれぞれ極性の反転した④モードと①モードの2種類のペルス波形を用意する。これら2種類のモード遷移は第2図(b)の太い矢印で示されており、現時点のモードは1ビット前のモードにより決定される。このM8K符号はビットの境界に

て必ず極性が反転するという特徴をもっている。なおMSK符号では“1”に対しては1ビット内で正負のバランスが取れているが、“0”に対しては正負がバランスしていない。しかしながら、第2図(b)のモード遷移を示す太い矢印の方向から明らかのように、連続するビット系列内で“0”が偶数個存在すれば正負のバランスは取れしており、DC成分はほとんど無視できると言える。第2図に示した伝送路符号は、第1図の送信部2にて出力されることになる。

第3図は、第2図に示した伝送路符号を採用した時の受信アイバターン例を示す。第3図(a)及び(b)は第2図に対応してそれぞれバイフルーズ符号及びMSK符号の受信アイバターンである。同図に示すように、受信アイバターンは、高域成分がカットされ丸みを帯びたものとなる。今、第3図(a)に注目する。T秒離れた4組のサンプル点の組合せをそれぞれ(t_0, t_1), (t_1, t_2), (t_2, t_3)及び(t_3, t_0)と仮定する。この時、 $t = t_m$ ($m = 0, 1, 2, 3$)のサンプル値から $t = t_m$ のサンプル

サンプル値からT秒前のサンプル値を差引いた値が零となる確率の最小値は $1/4$ となる。次に第3図(b)のMSK符号の受信アイバターンについて考えると、第2図(b)のモード遷移を参照して A_m は表2のように与えられる。

第iビット	第(i+1)ビット	A_0	A_1	A_2	A_3
モード	データ	モード	データ		
⊕	0	⊖	0	0	負
⊖	0	⊕	0	0	正
⊕	0	⊖	1	0	負
⊖	0	⊕	1	0	正
⊕	1	⊕	0	0	0
⊖	1	⊖	0	0	負
⊕	1	⊕	1	0	0
⊖	1	⊖	1	0	0

表2 MSK符号の場合の A_m の値

“0”と“1”的出現確率は等しく各々 $1/2$ であると仮定すると、 $A_0 = 0, A_1 = 0, A_2 = 0$ 及び $A_3 = 0$ となる確率は、表2よりそれぞれ $1/4, 1/4, 1/4$ 及び $1/4$ となる。この例では第3図(b)に示すT秒離れた4組のサンプル点について考えたが、同図より明らかのように、どのような位相をとっても、正/負の逆転は別にして表1に示す以外のパターンはあり得ないことがわかる。従って、現在のサ

値を差引いた値を A_m とすれば、 A_m は表1のよう与えられることがわかる。

第(i-1)ビット	第iビット	第(i+1)ビット	A_0	A_1	A_2	A_3
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	負	負	0	0
0	1	0	正	正	正	0
0	1	1	正	正	0	0
1	0	0	負	負	0	0
1	0	1	負	負	0	0
1	1	0	正	正	正	0
1	1	1	0	0	0	0

表1 バイフルーズ符号の場合の A_m の値

“0”と“1”的出現確率は等しく $1/2$ であると仮定すると、 $A_0 = 0, A_1 = 0, A_2 = 0$ 及び $A_3 = 0$ となる確率は表1よりそれぞれ $1/4, 1/4, 1/2$ 及び 1 となる。この例では第3図(a)に示すT秒離れた4組のサンプル点について考えたが、同図より明らかのように、どのような位相をとっても、正/負の逆転は別にして表1に示す以外のパターンはあり得ないことがわかる。従って、現在のサ

が、同図より明らかのように、どのような位相をとっても正/負の逆転は別にして、表1に示す以外のパターンはあり得ないことがわかる。従ってMSK符号の場合にも、現在のサンプル値からT秒前のサンプル値を差引いた値が零となる確率の最小値は $1/4$ となる。以上、バイフルーズ符号及びMSK符号を例に挙げて述べたように、現在のサンプル値からT秒前のサンプル値を差引いた値が零となる確率の最小値は共に $1/4$ となることがわかる。これらの符号以外の伝送路符号についても同様に考えると、前記確率の最小値は零でない値をもつことは明らかである。さらに、今まででは、現在のサンプル値からT秒(データレートは $1/T$ ビット/秒とする。)前のサンプル値を差引いた値を対象としてきたが、現在のサンプル値から ℓ T秒(ℓ は正整数)前のサンプル値を差引いた値が零となる確率の最小値も同様に $1/4$ となることがわかる。次に、この確率がエコーベンセラの適応動作の中でどのような意味を持つかについて、第1図を参照して説明する。

第1図に示す第1の発明の一実施例において、参照数字16は減算器、参照英字SH₁, SH₂, ..., SH_Rはサンプル・ホールド回路、参照数字12は極性検出器である。ここで、アダプティブ・ディジタルフィルタ8が適応動作を行なうためには、極性検出器12にて、減算器10の出力である差信号(=[エコー]+[受信信号])-([エコーレプリカ])中に含まれる残留エコー(=[エコー]-[エコーレプリカ])成分の極性が正確に得られる確率が零でないという条件が必要であることは前に述べた。第1図において、サンプル・ホールド回路SH₁, SH₂, ..., SH_R及び減算器16は、この条件を満足する目的で附加されたものであり、減算器16の出力には、現在のサンプル値からT秒前のサンプル値を差引いた差のサンプル値がT/R秒毎に現れるように動作する。Rは前述の補間定数を示す正の整数である。減算器10の出力である差信号を入力とする継続接続されたR個のサンプル・ホールド回路SH₁, SH₂, ..., SH_Rにおいて、各サンプル・ホールドのサンプル位相

は等しく、各々T/R秒毎に入力信号を標本化した後その値を保持する。ここでは、標本化に要する時間は無視できると仮定している。SH₁に供給された減算器10の出力である差信号は、継続接続されたR個のサンプル・ホールド回路SH₁, SH₂, ..., SH_Rの出力、すなわちSH_Rの出力となるまでにT秒遅れされ、T/R秒毎に減算器16に供給される。すなわち、減算器16の1つの入力は、位相がT/R秒ずつ異なったT秒遅れの誤差信号となる。以上の動作により、減算器16の出力には現在のサンプル値からT秒前のサンプル値を差引いた差のサンプル値がT/R秒毎に現れる。表1及び表2の説明で述べたように減算器10の出力である差信号の中の受信信号成分は、減算器16の出力では、確率1/4以上で受信信号が零になることは明らかである。一方、減算器16の出力に含まれている残留エコー成分について考えると、現在の残留エコーの値からT秒前の残留エコーの値を差引いた値が残留エコー成分として減算器16から出力される。現在の残留エコーの値とT秒前

の残留エコーの値とは無相関であるからT秒前の残留エコーの値は、ランダム雑音とみなすことができる。T秒前の残留エコーの値の振幅分布は正負対称であり、振幅dが|d|≤δ(但し0≤δ)となる確率は、零でなくある正の値をとる。従って、減算器16の出力信号を入力とする極性検出器12にて、現在の残留エコーの極性が正確に出力される確率は零でないある正の値をとることがわかる。それ故、アダプティブ・ディジタルフィルタ8の適応動作が保証されることになる。なお、第1図において、サンプル・ホールド回路SH₁, SH₂, ..., SH_Rの標本化に要する時間は無視できると仮定していたが、これが成立しない場合にはサンプル・ホールド回路の個数は[(RT/(T-Rδ))+1]個以上用意すれば良い。ここに、δはサンプル・ホールド回路が標本化に要する時間、[x]はxを超えない最大の整数をあらわす。各サンプル・ホールド回路のサンプル周期は常にT/Rで等しい。いま、隣り合ったサンプル・ホールド回路の位相は互いに(T/R-δ)だけずれている。こ

のとき、ひとつのサンプル・ホールド回路では標本化に要する時間δを差し引いた(T/R-δ)秒だけサンプル値がホールドされる。例えば、R=4, δ=T/32のとき、サンプル・ホールド回路の個数は5個以上用意すればよく、5個のサンプル・ホールド回路を直列接続した場合、全体のホールド時間は35T/32となる。これは5個のサンプル・ホールド回路の直列接続で実現できる最大のホールド時間である。全体のホールド時間をTにするには、隣り合ったサンプル・ホールド回路のサンプル位相を順にT/5だけずらせばよい。また、4つのサンプル・ホールド回路のサンプル位相を順に7T/32ずらし、残りの1つを前段のサンプル・ホールドのサンプル位相に対して4T/32ずらせても全体のホールド時間をTにすることができる。このように、隣り合ったサンプル・ホールド回路のサンプル位相を適当にずらすことによって、全体のホールド時間をTにすることができる。同様にして、T/Rより小さい、いかなるδに対しても、十分な数のサンプル・ホールド回路

を直列に接続してサンプル位相を適当に選べば、任意のホールド時間を得ることができる。従って、一般に標準化に要する時間が無視できない場合でも T の整数倍の任意のホールド時間を得ることができる。

次に、第1図の相関器20の動作について説明する。極性検出器12の出力と極性検出器19の出力との相関値は相関器20にて計算され乗算器21により 2^a (a は定数) 倍されて乗算器13へ供給される。ここで、極性検出器12の出力には、減算器10の出力である差信号 ($= [\text{残留エコー}] + [\text{受信信号}]$) について、現在の値から T 秒前の値を差引いた値の極性が現われる。一方極性検出器19の出力には、エコーレプリカの極性が現われる。そこで、残留エコーが大きい場合には残留エコーの極性と、エコーレプリカの極性が相関をもつものに対し、残留エコーが小さい場合には両者は相関をもたないという点に注目すれば相関器20の出力は、残留エコーが大きい場合には大きな値と小さい場合には小さな値となる。従

って相関器20の出力を乗算器21にて 2^a 倍のスケーリングを施してステップ。サイズとして用い、このステップ。サイズに極性検出器12の出力の極性を付与してアダプティブ・ディジタルフィルタに帰還することにより、収束時間を大幅に短縮することが可能となる。

第4図は、本発明の他の実施例を示すブロック図である。同図において第1図と同一の参照番号を付与された機能ブロックは第1図と同一の機能をもつものとする。第4図と第1図の相異点は、第1図の減算器16が第4図では加算器18に置換えられていることであり、その他の部分は全く同一である。従って、第4図では、減算器10の出力である差信号に関する、現在の差信号の値と T 秒前の差信号の値との和が加算器18の出力に現われ、この和の値の極性を極性検出器12で検出することになる。そこで、伝送路符号の例を示した第2図及びその受信アイバーティング例を示した第3図を用いて、表2及び表3に対応する表を求めてみる。まず、第3図(a)に注目し、 T 秒離れた4

組のサンプル点の組合せをそれぞれ $(t_0, t_0'), (t_1, t_1'), (t_2, t_2')$ 及び (t_3, t_3') と仮定する。この時、
 $t = t_m' (m = 0, 1, 2, 3)$ のサンプル値と、
 $t = t_m$ のサンプル値の和を B_m とすれば、 B_m は表3のように与えられることがわかる。同様に第3図(b)に対して、表4が得られる。

第(i-1)ビット	第iビット	第(i+1)ビット	B_0	B_1	B_2	B_3
0	0	0	0	正	正	0
0	0	1	負	負	0	0
0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	負	負	負	0
1	0	0	正	正	正	0
1	0	1	0	0	0	0
1	1	0	正	正	0	0
1	1	1	0	負	負	0

表3 バイフィーズ符号の場合の B_m の値

第iビット	第(i+1)ビット	B_0	B_1	B_2	B_3
モード	データ	モード	データ		
⊕	0	⊕	0	0	0
⊖	0	⊕	0	0	0
⊕	0	⊖	1	0	正
⊖	0	⊕	1	0	負
⊕	1	⊕	0	0	正
⊖	1	⊖	0	0	負
⊕	1	⊕	1	0	正
⊖	1	⊖	1	0	負

表4 M8K符号の場合の B_m の値

“0”と“1”的出現確率は等しく各々 $1/2$ であると仮定すると、 $B_0 = 0, B_1 = 0, B_2 = 0$ 及び $B_3 = 0$ となる確率は、表3に示すバイフィーズ符号の場合にはそれぞれ $1/2, 1/4, 1/2$ 及び 1 となり、表4に示すM8K符号の場合には、それぞれ $1, 1/2, 1/4, 1/2$ となる。従って現在のサンプル値と T 秒前のサンプル値との和が零となる確率の最小値は $1/4$ であり、このことは、任意のサンプリング位相で成立立つ。また、表3及び表4にはそれぞれバイフィーズ符号及びM8K符号の場合を示したが、これら以外の伝送路符

号について同様に考えれば現在のサンプル値と T 秒前のサンプル値との和が零となる確率の最小値は零でない値をもつことは明らかである。さらに現在のサンプル値と ℓ T 秒 (ℓ は正整数) 前のサンプル値との和が零となる確率の最小値も同様に零でない値をもつことは言うまでもない。

そこで本発明の他の実施例である第 4 図の説明に戻ると、減算器 10 の出力である差信号は受信部 6 に供給されると共に、継続接続された R 個のサンプル。ホールド回路 SH₁, SH₂, ..., SH_R の SH₁ にも供給される。第 1 図の説明で述べたように SH_R の出力には、T/R 秒毎に減算器 10 の出力を T 秒遅延させたサンプル値が現われる。従って加算器 18 の出力には、現在の値と T 秒前のサンプル値との和が現われることになる。表 3 及び表 4 より、減算器 10 の出力である差信号の中の受信信号成分は、加算器 18 の出力では確率 1/4 以上で受信信号が零になることは明らかである。一方、加算器 18 の出力に含まれている残留エコー成分について考えると、現在の残留エコーの値

と T 秒前の残留エコーの和が残留エコー成分として加算器 18 から出力される。現在の残留エコーの値と T 秒前の残留エコーの値とは無相関であるから、T 秒前の残留エコーの値はランダム雑音とみなすことができる。T 秒前の残留エコーの値の振幅分布は正負対称であり、振幅 d が $|d| \leq \delta$ (但し $0 \leq \delta$) となる確率は零ではなくある正の値をとる。従って加算器 18 の出力信号を入力とする極性検出器 12 にて、現在の残留エコーの極性が正確に outputされる確率は零でないある正の値をとることがわかる。それ故、アダプティブ・ディジタルフィルタ 8 の適応動作が保証されることになる。なお第 4 図において、サンプル。ホールド回路 SH₁, SH₂, ..., SH_R の標本化に要する時間は無視できると仮定していたが、これが成立しない場合には、第 1 図を用いて説明した実施例と同様の対策を施せばよい。また、相関器 20 の動作については、第 1 図と同様であるが、極性検出器 12 に供給されている信号が第 4 図では減算器 10 の出力である差信号について現在の値と T 秒前の

値との和となっている点が異っている。差信号の残留エコー成分について考えれば第 1 図と同様に相関器 20 の出力は残留エコーの大きさに応じて変化するから、収束時間を大幅に短縮することが可能となることは明らかである。

以上、本発明について詳細に説明したが、2 線伝送路の線路損失を補償するための線路等化器は、第 1 図及び第 4 図において受信部 6 の中に含めて考えても良いし、ローバスフィルタ 5 と減算器 10 の間に挿入しても良い。また YSK 符号を採用した場合 “0” と “1” に対するペルス波形が異なることと、各々 \oplus モードと \ominus モードを有するという 2 つの理由によりアダプティブ・ディジタル・フィルタ 8 の構成は、バイナリーズ符号の場合と若干異なる。即ち、“0” 及び “1” のペルス波形が異なることに対応させてタップ係数を 2 種類用意し個別に更新させる必要があること、また、送信部 2 よりモード信号を受けタップ係数を区別することが必要となる。また、補間フィルタ 22 はエコーレプリカが発生されるサンプリング点のみ

でエコーを除去するという目的の場合には不要である。

(説明の効果)

以上詳細に述べたように、本発明によれば、差信号 (= [残留エコー] + [受信信号]) について、現在の値と T 秒前の値との差又は和をとることにより受信信号成分は零でないある正の値の確率でキャンセルされる。従って、その差又は和の極性を検出することにより、アダプティブ・ディジタルフィルタの適応動作が保証される。また、第 1 及び第 2 の発明によれば、T 秒の遅延を与える複数個のサンプル。ホールド回路から成るプロックと、減算器又は加算器を組合せることにより、上述の適応動作を保証できるから、制御が簡単でかつハードウェア規模の小さいエコー除去装置が提供できる。さらに、本発明によれば、残留エコーの大きさに応じてステップ・サイズを適応的に変化させることができるから大幅な収束時間の短縮が可能となる。

4. 図面の簡単な説明

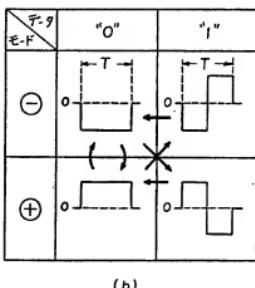
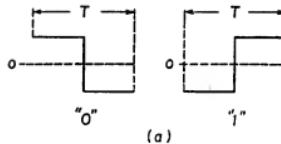
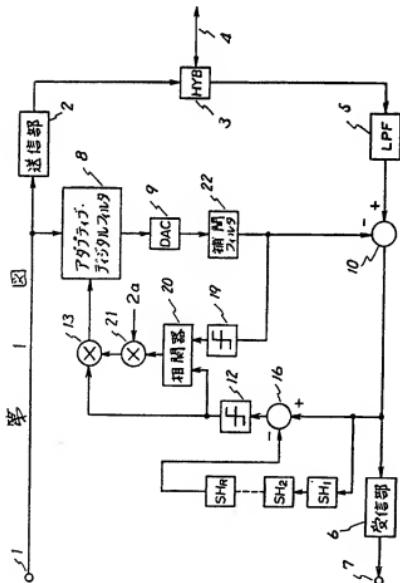
は運動素子、をそれぞれ示す。

第1図は、本発明の一実施例を示すブロック図、第2図は、伝送路符号のパルス波形の例を示す図、第3図は、受信アイバターンの例を示す図、第4図は本発明の他の実施例を示すブロック図、第5図は従来例を示すブロック図、第6図はアダプティブ・ディジタルフィルタの構成例を示す図、第7図は係数発生器の構成例を示す図である。

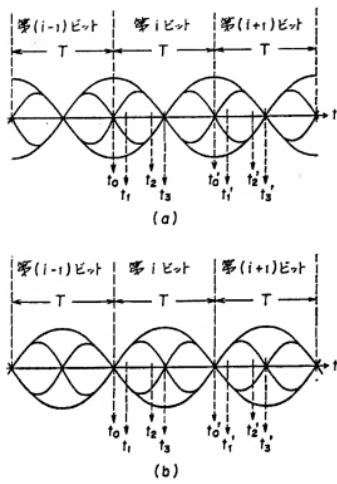
図において、

2 は送信部、3 はハイブリッド・トランジス、4 は 2 線伝送路、5 はローバス・フィルタ、6 は受信部、7 は出力端子、8 はアダプティブ・ディジタルフィルタ、9 は D/A コンバータ、10 及び 16 は波算器、11 及び 18 は加算器、12 及び 19 は積分検出器、13 及び 21 は乗算器、14 は振幅制御回路、15 はランダム信号発生器、
 $100_1, 100_2, \dots, 100_{N-1}$ は遅延素子、 $101_1, 101_2, \dots, 101_{N-1}$ は乗算器、 $102_1, 102_2, \dots, 102_{N-1}$ は加算器、 103 及び 104 は多接点スイッチ、 204 は乗算器、 205 は加算器、 206

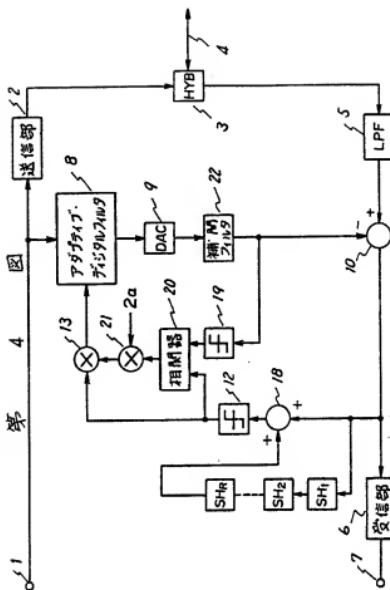
第 2 回



第 3 回

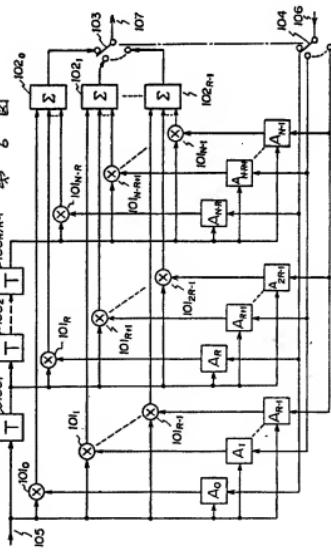
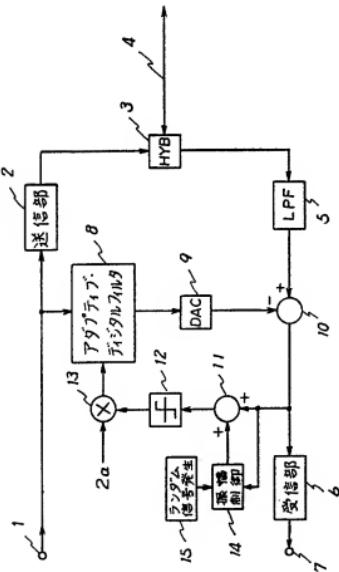


2



2

四



第 7 図

